

## 低复杂度高动态低信噪比环境下的 GPS 信号捕获算法

熊竹林, 刘策伦, 安建平, 谢泽彬

(北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100081)

**摘要:** 针对高动态低信噪比环境下的 GPS 信号捕获问题, 提出一种频域分段移位平均周期图算法。首先, 对接收信号进行频率斜升和码相位二维并行粗补偿并对各补偿支路进行分段快速傅里叶变换; 其次, 根据参与捕获的有效数据段长度将频域补偿间隔扩展为更为精细的估计间隔; 然后, 找到与各参数估计值最接近的补偿支路, 根据估计值与实际补偿值之间差值对各数据段的频谱进行旋转移位, 并将移位之后的频谱进行非相干累加以得到各估计值所对应的相关峰; 最后, 对相关峰的峰值进行恒虚警检测以确定捕获是否成功。仿真结果表明, 与平均周期图算法相比, 所提算法捕获性能略有下降, 但计算复杂度大幅降低。

**关键词:** 全球定位系统; C/A 码捕获; 低复杂度; 高动态; 低信噪比

**中图分类号:** P228.4

**文献标识码:** A

## Low complexity acquisition algorithm for GPS signals with low SNR and high dynamic

XIONG Zhu-lin, LIU Ce-lun, AN Jian-ping, XIE Ze-bin

(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** A frequency-domain segmental shift average periodogram acquisition algorithm for GPS signals with low SNR and high dynamic was proposed. First, the parallel rough compensation of Doppler frequency rate and C/A code phase as well as segmental FFT was applied with the received signal. Second, the compensation interval was extended to precise estimation interval based on the number of data segments. Third, the branch with the nearest compensation value was chosen as the estimation branch of each estimation value and the difference of two values was reduced by segmental frequency spectrum shift. The correlation value of each estimation branch was obtained by non-coherent accumulation of all shifted frequency spectrums. Last, the maximum correlation value was sent to a constant false alarm rate detector to determine whether the acquisition was success. The results show that compared with the traditional periodogram algorithm, the proposed algorithm has much lower computational complexity and a little performance loss.

**Key words:** GPS; C/A code acquisition; low complexity; high dynamic; low signal-to-noise ratio

### 1 引言

全球定位系统(GPS, global positioning system)能够在全世界范围内提供实时可靠的精密定位服务, 在军用和民用通信领域均得到广泛应用。捕获作为 GPS 信号载波和伪码的粗同步过程, 是保障 GPS 接收机可靠工作的基础。在战斗机定位、导弹精确制导和星间数据传输等应用环境下, 接收机载

体和 GPS 卫星之间存在较大的相对运动速度和信号功率衰减, 使接收到的信号中具有较高的动态范围和较低的信噪比。高动态 GPS 接收机本身需要占用较高的硬件资源<sup>[1]</sup>, 而为了实现低信噪比条件下的信号捕获, 接收机通过延长累加时间来获得较高的信噪比增益, 相关峰对频率斜升的敏感性随之增加, 实现捕获所需的时间和资源消耗也将成倍增长, 捕获难度进一步增加。

收稿日期: 2014-01-02; 修回日期: 2014-08-22

基金项目: 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(2012AA01A505); 国家自然科学基金资助项目(61271258)

**Foundation Items:** The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2012AA01A505); The National Natural Science Foundation of China (61271258)

高动态 GPS 信号捕获本质上是多普勒频偏、频率斜升和码相位的三维搜索。基于极大似然准则和时频域正交基底变换<sup>[2,3]</sup>的非平稳信号检测算法具有良好的捕获性能,但计算复杂度极高,无法在实际中应用。可实现的高动态 GPS 捕获算法主要有 3 类:辅助 GPS(AGPS, assisted global positioning system)法、差分法和块搜索算法<sup>[4-6]</sup>。AGPS 法利用辅助设备获取辅助信息以缩小搜索范围,具有极短的捕获时间和极低的信噪比门限,但算法依赖造价昂贵、体积庞大的辅助设备,对实现成本和应用环境均有较高要求。差分法通过延迟共轭相乘降低 GPS 信号的动态阶数,将频率斜升和频偏估计转换为频率和相位估计,具有较低的计算复杂度,但在低信噪比的环境下,非线性的信号处理方式会引入较大的信噪比损失。块搜索算法以极大似然准则为基础,采用大块相关器设计方式,通过增大搜索步进来减少搜索单元的个数。与前 2 种方法相比,块搜索算法的性能和复杂度最为平衡,应用也最为广泛。文献[7]基于块搜索算法提出频率斜升试探法,将频率斜升试探和频率估计算法相结合实现对频偏和频率斜升的联合估计,能够在低信噪比条件下获得良好的性能。但算法对调制信息较为敏感,必须依靠导频序列才能完成捕获。为了消除调制信息的影响,文献[8]提出平均周期图算法,将补偿支路的数据按符号周期进行非相干累加。然而受到频率斜升和频偏估计精度的限制,算法在高动态环境下具有较高的计算复杂度。本文在平均周期图算法的

基础上进行改进,提出一种分段移位平均周期图算法,通过分段频率近似和移位累加显著降低算法的计算复杂度,同时基本保持原有算法的捕获性能和估计精度。

## 2 算法原理

为不失一般性,假设信道为加性高斯白噪声(AWGN, additive white gaussian noise)信道,经过 GPS 接收端两级下变频处理后的准基带信号可以表示为<sup>[8]</sup>

$$x(k) = D(kt_s)C(kt_s)e^{j(\pi a_0 k^2 + 2\pi f_0 k + \theta_0)} + n(kt_s) \quad (1)$$

其中,  $t_s$  为信号采样间隔,采样速率  $f_s$  为 2.046 MHz;  $D$  为数据码,码速率为 50 bit/s;  $C$  为 C/A 码序列,chip 速率为 1.023 MHz,扩频比为 1 023,每个数据码包含 20 个伪码周期;  $a_0$  为按采样速率平方归一化的多普勒频率斜升,  $f_0$  为按采样速率归一化的多普勒频偏,  $\theta_0$  为载波初相位,  $n$  为对信号幅度归一化的复高斯噪声,实部和虚部的方差均为  $\sigma^2/2$ 。

分段移位平均周期图算法的原理如图 1 所示。算法可以分为参数补偿、移位累加和捕获判定 3 个模块。参数补偿模块包括 3 级乘法器、1 级 FFT 模块和求模值平方模块,其作用是得到各支路码相位、频率斜升和频偏三维补偿后的相关值。第 1 级乘法器共有 2 046 个,负责以 1/2 个码片宽度为间隔对准基带信号进行伪码相位补偿。第 2 级乘法器共有 2 046M 个,负责对每个码相位补偿支路进行 M 路并行频率斜升补偿, M 的选取方式见第 3 节。

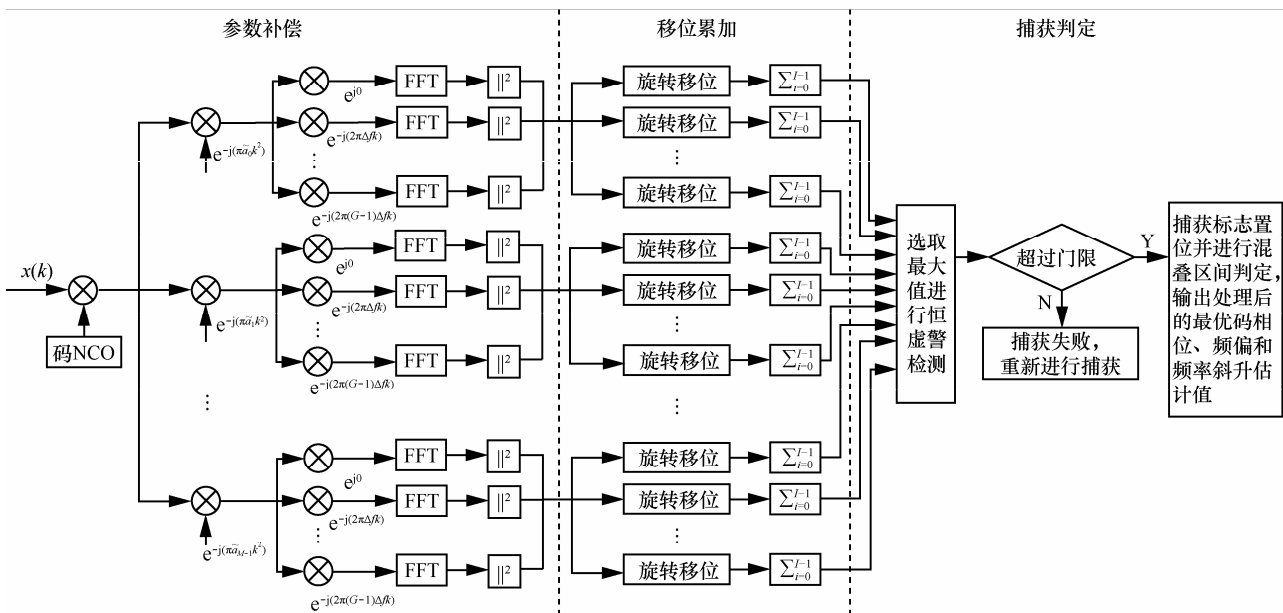


图 1 分段移位平均周期图算法原理

第3级乘法器和FFT共有2046MG个，共同负责对每个频率斜升补偿支路进行频率补偿和相干累加。为避免数据跳变对相干累加造成影响，算法采用半比特相干累加的方式，将20ms数据拆成前后2个10ms独立进行相干累加，相应的FFT点数 $N_{\text{FFT}}$ 为32768，包含半比特20460个有效数据和12308个零，频率分辨率为 $F_r = f_s/N_{\text{FFT}} = 62.4\text{ Hz}$ 。通过第3级乘法器对每个频率斜升补偿支路进行G路并行预处理，将频率分辨率提高至 $F_r/G$ ，G的选取方式见第3节。每个符号周期经过参数补偿模块后会输出134086656MG个点的相关峰值，相当于在时间、码相位、频率斜升和频偏4个维度等间距构造134086656MG组本地信号。假设完成捕获需要I个符号周期的非相干累加，则第i个符号周期的本地信号可以表示为

$$r_{(p,m,g)}^{(i,0)} = \left| \sum_{k=k_l^i}^{(k_l^i+k_h^i-1)/2} x(k)\tilde{x}_{(p,m,g)}^i(k)^* \right|^2 = \left| \sum_{k=k_l^i}^{(k_l^i+k_h^i-1)/2} D(kt_s)C(kt_s)\tilde{C}_p(kt_s)e^{j[\pi(a_0-\tilde{a}_m)k^2+2\pi(f_0-\tilde{f}_g)k+\theta_0]} + n'(kt_s) \right|^2 \quad (5)$$

$$r_{(p,m,g)}^{(i,1)} = \left| \sum_{k=(k_l^i+k_h^i+1)/2}^{k_h^i} x(k)\tilde{x}_{(p,m,g)}^i(k)^* \right|^2 = \left| \sum_{k=(k_l^i+k_h^i+1)/2}^{k_h^i} D(kt_s)C(kt_s)\tilde{C}_p(kt_s)e^{j[\pi(a_0-\tilde{a}_m)k^2+2\pi(f_0-\tilde{f}_g)k+\theta_0]} + n'(kt_s) \right|^2 \quad (6)$$

其中，噪声项 $n'(kt_s) = n(kt_s)\tilde{x}_{(p,m,g)}^i(k)^*$ 。将 $r_{(p,m,g)}^{(i,0)}$ 和 $r_{(p,m,g)}^{(i,1)}$ 输入移位累加模块，参数补偿过程结束。

由于准基带信号 $x(k)$ 频率斜升的导数近似为0，不同数据段的中心频率满足线性关系。算法在移位累加模块利用这种线性关系，对参数补偿阶段得到的相关峰进行旋转移位和非相干累加，以提高频率斜升和频偏的估计精度。设频率斜升和频偏的估计精度分别为 $\Delta a'$ 和 $\Delta f'$ ，相应的频率斜升和频偏估计支路数分别为 $M' = \lceil 2a_{\text{max}}/\Delta a' \rceil$ 和 $G' = \lceil 2f_{\text{max}}/\Delta f' \rceil$ ， $f_{\text{max}}$ 为系统频偏的最大值。 $\Delta a'$ 和 $\Delta f'$ 的选取方式见第3节，设待估计码相位、频率斜升和频偏分别为 $p$ 、 $\tilde{a}_m'$ 和 $\tilde{f}_g'$ ，有

$$\begin{cases} \tilde{a}_m' = (m' - M'/2 + 1/2)\Delta a', & 0 \leq m' \leq M'-1 \\ \tilde{f}_g' = (g' - G'/2 + 1/2)\Delta f', & 0 \leq g' \leq G'-1 \end{cases} \quad (6)$$

经过移位累加阶段输出的累加检测值可表示为

$$A_{(p,m',g')}^0 = \sum_{i=0}^{I-1} r_{(p,m',g')^{(i,0)}}^0; \quad A_{(p,m',g')}^1 = \sum_{i=0}^{I-1} r_{(p,m',g')^{(i,1)}}^1 \quad (7)$$

式中，频率斜升补偿支路 $m_m'$ 为 $\tilde{a}_m'$ 的函数，满足

$$\tilde{x}_{(p,m,g)}^i(k) = \tilde{C}_p(kt_s)e^{j(\pi\tilde{a}_m k^2 + 2\pi\tilde{f}_g k)}, \quad k_l^i \leq k \leq k_h^i \quad (2)$$

式中， $\{p | 0 \leq p \leq 2045, p \in Z\}$ 表示本地码相位，间隔半个码片宽度； $\{m | 0 \leq m \leq M-1, m \in Z\}$ 表示频率斜升补偿支路，归一化补偿间隔 $\Delta a = 2a_{\text{max}}/(Mf_s^2)$ ， $a_{\text{max}}$ 为系统频率斜升的最大值； $\{g | 0 \leq g \leq 32768G-1, G \in Z\}$ 表示频率补偿支路，归一化补偿间隔为 $\Delta f = F_r/(Gf_s)$ ； $k_l^i$ 、 $k_h^i$ 分别为累加时刻的下界和上界，式(2)中的参数可以表示为

$$\tilde{a}_m = (m - M/2 + 1/2)\Delta a, \quad \tilde{f}_g = (g - 16384G)\Delta f \quad (3)$$

$$\begin{cases} k_l^i = -20460I + 40920i + 1/2 \\ k_h^i = -20460I + 40920(i+1) - 1/2 \end{cases} \quad (4)$$

对补偿之后的信号进行半比特相干累加得到各支路相关峰，对相关峰求模值平方后得到

$$m_m' = \arg \min_{m=0,1,\dots,M-1} |\tilde{a}_m' - \tilde{a}_m| \quad (8)$$

频偏补偿支路 $g$ 由累加时刻 $i$ ，待补偿频率斜升 $\tilde{a}_m'$ 和频偏 $\tilde{f}_g'$ 共同决定

$$\begin{aligned} g_{(i,m',g')}^0 &= \arg \min_{g=0,1,\dots,32768G-1} |10230(-2I+4i+1)(\tilde{a}_{m_m'}' - \tilde{a}_m') + \tilde{f}_g' - \tilde{f}_g| \\ g_{(i,m',g')}^1 &= \arg \min_{g=0,1,\dots,32768G-1} |10230(-2I+4i+3)(\tilde{a}_{m_m'}' - \tilde{a}_m') + \tilde{f}_g' - \tilde{f}_g| \end{aligned} \quad (9)$$

对式(7)~式(9)进行分析，可以得出移位累加模块的工作原理。以半比特累加中的0支路为例，对于给定的频率斜升和频偏 $\tilde{a}_m'$ 和 $\tilde{f}_g'$ ，移位累加模块首先查找最接近 $\tilde{a}_m'$ 的频率斜升补偿支路 $m_m'$ ，并求出对应的频率斜升残差 $a' = \tilde{a}_{m_m'}' - \tilde{a}_m'$ ；然后通过 $a'$ 和 $\tilde{f}_g'$ 求出各数据段中点处的频偏值 $f_i$ ，并在第 $m_m'$ 个频率斜升补偿支路中找到最接近 $f_i$ 的频点 $g_{(i,m',g')}^0$ ；最后将各数据段频率斜升和频点的近似值 $m_m'$ 和 $g_{(i,m',g')}^0$ 代入式(7)求出对应的累加检测值 $A_{(p,m',g')}^0$ 。将 $A_{(p,m',g')}^0$

和  $A_{(p,m',g')}^1$  输入捕获判定模块, 移位累加过程结束。

捕获判定过程是一个二元假设检验过程, 首先比较全部累加检测值  $A_{(p,m',g')}^0$  和  $A_{(p,m',g')}^1$ , 确定最大值  $A_{(p_{\text{opt}}, m_{\text{opt}}, g_{\text{opt}})}$  并记录下对应的码相位估计值  $p_{\text{opt}}$ 、频率斜升估计值  $\tilde{a}_{m_{\text{opt}}}'$  和频偏估计值  $\tilde{f}_{g_{\text{opt}}}'$ 。将  $A_{(p_{\text{opt}}, m_{\text{opt}}, g_{\text{opt}})}$  与恒虚警门限  $\nu$  进行比较, 如果  $A_{(p_{\text{opt}}, m_{\text{opt}}, g_{\text{opt}})} < \nu$  则视为捕获失败, 重新进行捕获; 如果  $A_{(p_{\text{opt}}, m_{\text{opt}}, g_{\text{opt}})} \geq \nu$  则视为捕获成功。移位累加模块存在频率混叠问题, 需要对估计结果进行混叠区间判定和处理, 判定和处理方法见第3节。用处理后的最优估计参数对准基带信号进行补偿并将补偿后的信号输入跟踪模块, 捕获过程结束。

### 3 参数的选取与频率混叠的判定和处理

分段移位平均周期图算法的关键参数包含: 非相干累加的符号周期数  $I$ , 参数补偿模块的频率斜升补偿支路数  $M$ , 频偏补偿支路数  $G$ , 移位累加模块的频率斜升估计精度  $\Delta a'$ , 频偏估计精度  $\Delta f'$ 。

在低信噪比环境下, 为了取得较高的信噪比增益, 需要在捕获时间内累加尽可能多的符号周期。假设捕获时间为  $T_{\text{acq}}$ , 则有  $I = \lfloor 50T_{\text{acq}} \rfloor$ , 相应的虚警概率和检测概率可以表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{fa}}(\nu) &= \int_{\nu}^{\infty} p(t | H_0) dt = \int_{\nu}^{\infty} \frac{1}{2^I \Gamma(I)} \left( \frac{t}{\sigma_c^2} \right)^{I-1} e^{-\frac{t}{2\sigma_c^2}} dt \\ &= e^{-\frac{\nu}{2\sigma_c^2}} \sum_{j=0}^{I-1} \frac{(v/2\sigma_c^2)^j}{j!} \\ P_{\text{d}}(\nu) &= \int_{\nu}^{\infty} p(t | H_1) dt \\ &= \int_{\nu}^{\infty} \frac{j^{I-1}}{2\sigma_c^2} \left( \frac{t}{\lambda} \right)^{\frac{I-1}{2}} e^{-\frac{\lambda t}{2\sigma_c^2}} J_{I-1} \left( \frac{j(\lambda t)^{1/2}}{\sigma_c} \right) dt \quad (10) \end{aligned}$$

其中, 噪声功率  $\sigma_c^2 = 10230\sigma^2$ ,  $J_{I-1}(\cdot)$  为  $I-1$  阶贝塞尔函数, 非中心参量  $\lambda$  满足  $\lambda = 2ISNR\sigma_c^2$ 。将系统要求的虚警概率  $P_{\text{fa}}$  和捕获概率  $P_{\text{d}}$  代入式(10), 得到信噪比门限  $SNR_{\text{th}}$ 。于此同时, 输入信号的载噪比与信噪比的关系满足

$$SNR_{\text{in}} = (C/N_0)/f_s \quad (11)$$

将系统的最低输入载噪比  $C/N_0$  和采样频率  $f_s$  代入式(11)求出  $SNR_{\text{in}}$ , 并与前面得到的门限信噪比

$SNR_{\text{th}}$  求差值, 就可以得到系统的信噪比裕量, 记作  $SNR_m$ 。由频率斜升和频偏补偿间隔带来的信噪比损失满足

$$SNR_{\text{loss}}(M, G) \leq -20 \lg \left( \frac{1}{20460} \sum_{k=-10229.5}^{10229.5} e^{j \left( \frac{\pi a_{\text{max}} k^2}{M f_s^2} + \frac{62.4 \pi k}{G f_s} \right)} \right) \quad (12)$$

由式(12)可知, 算法的信噪比损失与频率斜升补偿支路数  $M$  和频偏补偿支路数  $G$  成反比。考虑到算法的计算复杂度与  $M$  和  $G$  的乘积成正比, 可将参数选取问题转化为求二元函数最优解的问题: 已知式(12)和常数  $SNR_m$ , 求一组自然数  $(M, G)$ , 在满足  $SNR_{\text{loss}}(M, G) \leq SNR_m$  的同时使  $MG$  最小。考虑到满足硬件可实现性的二元函数解空间并不是很大, 最优解可以通过穷举的方式得到。

由于估计精度并非实际的补偿间隔, 而是通过移位累加的方式对补偿间隔进行扩展, 因此不可避免地会出现频率混叠问题, 即存在不同的频率斜升和频偏估计支路具有完全相同的累加检测值。频率混叠问题有2个成因, 第1个成因是估计精度过高, 解决方法是在选取  $\Delta a'$  和  $\Delta f'$  时满足  $\Delta a' \geq I\Delta f/(I-1)$  和  $\Delta f' \geq \Delta f/(I-1)$ ; 第2个成因是当某支路的频率斜升估计值为  $I\Delta f$  的整数倍时, 该支路的频率分辨率会下降至  $\Delta f$ , 解决方法是在捕获判定阶段对  $\tilde{a}_{m_{\text{opt}}}'$  进行判定, 若其不为  $I\Delta f$  的整数倍则直接输出当前支路的频偏估计值, 否则输出相邻频率斜升支路的频偏估计值。

### 4 算法实现和性能仿真

卫星通信中的典型频率斜升值小于 500 Hz/s, 频偏小于 50 kHz<sup>[9]</sup>。为了验证算法在高动态环境中的有效性, 选择如下 GPS 参数: 载噪比  $C/N_0 \geq 22 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ , 最大多普勒频偏  $f_{\text{max}} = 100 \text{ kHz}$ , 最大加速度为  $50g (g=9.8 \text{ m/s}^2)$ , 载波为 L1 波段, 最大频率斜升  $a_{\text{max}} = 50f_{L1}g/c = 2573 \text{ Hz/s}$ 。捕获要求:  $P_{\text{fa}} \leq 10^{-6}$ ,  $P_{\text{d}} \geq 0.99$ ,  $T_{\text{acq}} \leq 1 \text{ s}$ 。计算可得输入信噪比  $SNR_{\text{in}} \geq -41 \text{ dB}$ , 本文所提算法的相应参数为:  $I = 50, M = 1, G = 2, \Delta a' = 7.6 \times 10^{-12}, \Delta f' = 2.2 \times 10^{-6}$ 。在该参数下对捕获概率和频率估计精度分别进行仿真, 并与最大似然算法、频率斜升试探法和平均周期图算法进行对比。相同条件下, 平均周期图法的相应参数<sup>[8]</sup>为:  $I = 50, M' = 163, G' = 7, \Delta a' =$

$$7.6 \times 10^{-12}, \Delta f' = 2.2 \times 10^{-6}.$$

与前面 2 种混合相干检测算法不同，最大似然算法和频率斜升试探算法采用全相干累加方式，其虚警概率和检测概率满足

$$\begin{cases} P_{fa}(v) = \int_v^\infty \frac{1}{2\sigma_c'^2} e^{-\frac{t}{2\sigma_c'^2}} dt = e^{-\frac{v}{2\sigma_c'^2}} \\ P_d(v) = \int_v^\infty \frac{1}{2\sigma_c'^2} e^{-\frac{\lambda'+t}{2\sigma_c'^2}} J_0\left(\frac{j(\lambda'+t)^{1/2}}{\sigma_c'^2}\right) dt \end{cases} \quad (13)$$

其中，噪声功率  $\sigma_c'^2 = 20460N_d\sigma^2$ ， $N_d$  为参与捕获的有效数据长度，非中心参量  $\lambda'$  满足  $\lambda' = 2SNR_{in}\sigma_c'^2/f_s$ 。将系统要求的虚警概率  $P_{fa} = 10^{-6}$  和输入信噪比  $SNR_{in} = -41$  dB 代入式 (13)，可以得到最大似然算法有效数据长度  $N_d$  与捕获概率  $P_d$  的关系曲线，如图 2 所示。

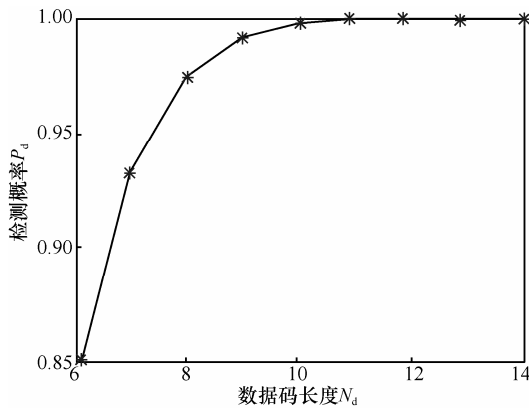


图 2 最大似然算法数据码长度与捕获概率的关系曲线

从图 2 中可以看出，最大似然算法仅需要 9 个数据码周期即可完成捕获。与最大似然算法相比，频率斜升试探算法由于补偿间隔较大带来约 1 dB 的信噪比损失<sup>[6]</sup>，相应的捕获时间需要延长 1.26 倍，共需要 12 个数据码周期。最大似然算法频率斜升和频偏的归一化补偿间隔满足<sup>[7]</sup>

$$\begin{aligned} \Delta a &= 3\sqrt{10N_s SNR_{in}} / (2\pi N_s^3 SNR_{in}) \\ \Delta f &= \sqrt{6N_s SNR_{in}} / (\pi N_s^2 SNR_{in}) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $N_s=40920N_d$ ，频率斜升试探算法的补偿间隔为

$$\Delta a = 3 / (N_s - 1)^2, \Delta f = 1 / 2^{\lceil \lg(N_s) \rceil} \quad (15)$$

将有效数据长度  $N_d=9$  和输入信噪比  $SNR_{in} = -41$  dB 代入式(14)得到最大似然算法的参数  $M = 590$ ， $N_{FFT} = 4194304, \Delta a = 2.08 \times 10^{-12}, \Delta f = 2.38 \times 10^{-7}$ 。

将  $N_d=12$  和输入信噪比  $SNR_{in} = -41$  dB 代入式(15)得到频率斜升试探算法的参数  $M = 99, N_{FFT} = 524288, \Delta a = 1.24 \times 10^{-11}, \Delta f = 3.96 \times 10^{-7}$ 。

假定归一化频率斜升  $a_0$  均匀分布于  $[-a_{max}/f_s^2, a_{max}/f_s^2]$ ，归一化频偏  $f_0$  均匀分布于  $[-f_{max}/f_s, f_{max}/f_s]$ ，载波初相位  $\theta_0$  均匀分布于  $[-\pi, \pi)$ 。仿真条件： $18 \text{ dB}\cdot\text{Hz} \leq C/N_0 \leq 26 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ ，步进为 1 dB·Hz，单点仿真  $10^5$  次，仿真结果如图 3~图 5 所示。

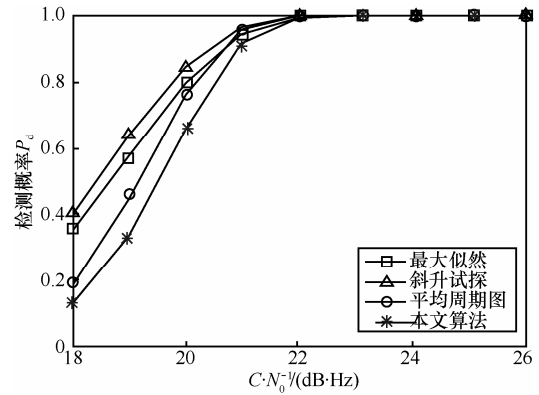


图 3 不同信噪比下的信号检测概率

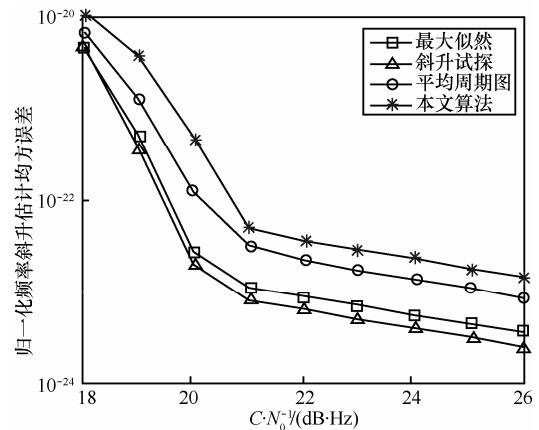


图 4 不同信噪比下的频率斜升估计均方差

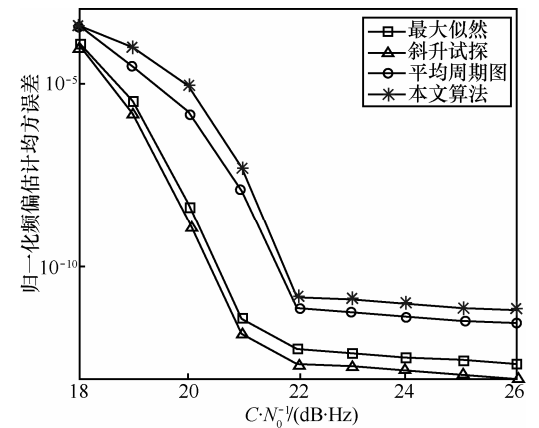


图 5 不同信噪比下的频偏估计均方差

表 1 算法捕获时间和计算复杂度

算法	捕获时间/s	参数补偿		(移位)累加		总计	
		复数加法	复数乘法	复数加法	复数乘法	复数加法	复数乘法
最大似然	0.18	$4.56 \times 10^{18}$	$2.28 \times 10^{18}$	0	$2.03 \times 10^{16}$	$4.56 \times 10^{18}$	$2.30 \times 10^{18}$
斜升试探	0.24	$8.25 \times 10^{16}$	$4.12 \times 10^{16}$	0	$4.24 \times 10^{14}$	$8.25 \times 10^{16}$	$4.17 \times 10^{16}$
平均周期图	1	$4.90 \times 10^{14}$	$2.45 \times 10^{14}$	$1.47 \times 10^{12}$	$1.50 \times 10^{12}$	$4.91 \times 10^{14}$	$2.46 \times 10^{14}$
本文算法	1	$2.15 \times 10^{11}$	$1.07 \times 10^{11}$	$1.47 \times 10^{12}$	$1.31 \times 10^9$	$1.68 \times 10^{12}$	$1.09 \times 10^{11}$

从图 3~图 5 可以看出,本文算法的检测概率和估计性能与平均周期图法大致相当,低于最大似然和斜升试探法。当  $C/N_0 \geq 22 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$  时,本文算法的检测概率大于 99%,归一化频率斜升估计均方误差小于  $3.6 \times 10^{-23}$ ,频偏估计均方误差小于  $1.7 \times 10^{-11}$ ,满足 GPS 系统对捕获性能的要求,3 种算法的捕获时间和计算复杂度如表 1 所示。

综上分析可知,虽然最大似然法和频率斜升试探法等基于全相干累加的捕获算法在捕获时间和估计性能方面具有优势,但计算复杂度比本文算法高 4~6 个量级,实际应用存在较大难度。本文提出的算法性能与平均周期图法相当,计算复杂度远低于其他 3 种算法,非常适用于高动态低信噪比环境下 GPS 信号的捕获。

## 5 结束语

本文针对 GPS 接收信号特点,在平均周期图算法的基础上,提出一种分段移位平均周期图算法。首先在参数补偿阶段选取较大的频率补偿间隔以降低算法的计算复杂度;然后对各段数据的相干累加值旋转移位后进行非相干累加以提高估计精度。该算法在低信噪比高动态环境下能够保持较低的计算复杂度和良好的捕获性能,具有较高的工程实用价值。

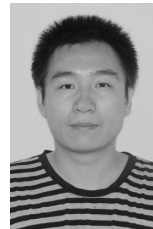
## 参考文献:

- [1] HURD W J, STATMAN J I, VILNROTTER V A. High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1987, 23(4): 425-437.
- [2] FARQUHARSON M, O' SHEA P, LEDWICH G. A computationally efficient technique for estimating the parameters of polynomial-phase signals from noisy observations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 3337-3342.
- [3] CIRILLO L, ZOU BIR A, AMIN M. Parameter estimation for locally linear fm signals using a time-frequency hough transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(9): 4162-4175.
- [4] AKOPIAN D, SYRJARINNE J. A fast positioning method without navigation data decoding for assisted gps receivers[J]. IEEE Transac-

tions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4640-4645.

- [5] 黄磊,张其善,寇艳红.基于差分码和块处理方法的 GPS 信号快速捕获算法[J].通信学报,2006,27(8):93-97.  
HUANG L, ZHANG Q S, KOU Y H. GPS signal fast acquisition algorithm using differential code and block processing techniques[J]. Journal on Communications, 2006, 27(8):93-97.
- [6] ZHU Z. Averaging Correlation for Weak Global Positioning System Signal Processing[D]. Ohio University, 2002.
- [7] 蒋伟,乐天.基于插值的多普勒频偏和频率斜升联合估计算法[J].电子与信息学报,2013,35(1):166-171.  
JIANG W, LE T. Joint estimation of doppler frequency shift and doppler frequency rate based on interpolation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(1):166-171.
- [8] PRATAP M, PER E. Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance[M]. Revised 2nd ed, Ganga-Jamuna Press, 2011.
- [9] ALI I, AL-DHAHIR N, HERSHEY J E. Doppler characterization for LEO satellites[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 309-313.

## 作者简介:



熊竹林(1988-),男,山东菏泽人,北京理工大学博士生,主要研究方向为卫星导航、扩频通信等。



刘策伦(1983-),男,湖南娄底人,北京理工大学讲师,主要研究方向为卫星导航、扩频通信等。

安建平(1965-),男,山西原平人,北京理工大学教授、博士生导师,主要研究方向为卫星通信、深空通信、超宽带通信等。

谢泽彬(1988-),男,广东广州人,北京理工大学硕士生,主要研究方向为卫星导航、扩频通信等。